

Docket No. 217531US2

**- IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE**

IN RE APPLICATION OF: Hiroo OHMORI, et al.

GAU:

SERIAL NO: NEW APPLICATION

EXAMINER:

FILED: HEREWITH

FOR: ADAPTIVE EQUALIZATION METHOD AND ADAPTIVE EQUALIZER



**REQUEST FOR PRIORITY**

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS  
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number , filed , is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

**COUNTRY**

JAPAN

**APPLICATION NUMBER**

2000-385699

**MONTH/DAY/YEAR**

December 19, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number  
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and
- ☐ (B) Application Serial No.(s)
- ☐ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913



**22850**

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 10/98)

C. Irvin McClelland  
Registration Number 21,124

Docket No. 217531US2

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

INVENTOR(S) Hiroo OHMORI, et al.

SERIAL NO: New Application

FILING DATE: Herewith

FOR: ADAPTIVE EQUALIZATION METHOD AND ADAPTIVE EQUALIZER

12/18/01  
10/017591  
JC858 U.S. PTO

FEE TRANSMITTAL

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS  
WASHINGTON, D.C. 20231

FOR	NUMBER FILED	NUMBER EXTRA	RATE	CALCULATIONS
TOTAL CLAIMS	13 - 20 =	0	× \$18 =	\$0.00
INDEPENDENT CLAIMS	3 - 3 =	0	× \$84 =	\$0.00
<input checked="" type="checkbox"/> MULTIPLE DEPENDENT CLAIMS (If applicable)			+ \$280 =	\$280.00
<input type="checkbox"/> LATE FILING OF DECLARATION			+ \$130 =	\$0.00
			BASIC FEE	\$740.00
			TOTAL OF ABOVE CALCULATIONS	\$1,020.00
<input type="checkbox"/> REDUCTION BY 50% FOR FILING BY SMALL ENTITY				\$0.00
<input type="checkbox"/> FILING IN NON-ENGLISH LANGUAGE			+ \$130 =	\$0.00
<input type="checkbox"/> RECORDATION OF ASSIGNMENT			+ \$40 =	\$0.00
			TOTAL	\$1,020.00

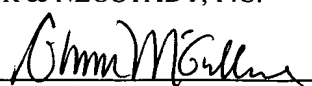
- ☐ Please charge Deposit Account No. 15-0030 in the amount of \_\_\_\_\_ A duplicate copy of this sheet is enclosed.
- ☒ A check in the amount of \$1,020.00 to cover the filing fee is enclosed.
- ☒ The Commissioner is hereby authorized to charge any additional fees which may be required for the papers being filed herewith and for which no check is enclosed herewith, or credit any overpayment to Deposit Account No. 15-0030. A duplicate copy of this sheet is enclosed.

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Date: \_\_\_\_\_

12/18/01

  
Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland  
Registration Number 21,124



22850

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 10/01)

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

JC858 U.S. PTO  
10/017591  
12/18/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出願年月日

Date of Application:

2000年12月19日

出願番号

Application Number:

特願2000-385699

出願人

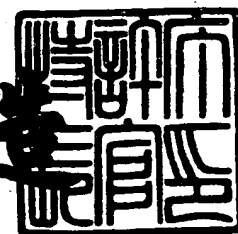
Applicant(s):

株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ

2001年11月30日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3104946

【書類名】 特許願

【整理番号】 DCMH120325

【提出日】 平成12年12月19日

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04L

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 大森 博雄

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 浅井 孝浩

【発明者】

【住所又は居所】 東京都千代田区永田町二丁目11番1号 株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ内

【氏名】 松本 正

【特許出願人】

【識別番号】 392026693

【氏名又は名称】 株式会社 エヌ・ティ・ティ・ドコモ

【代理人】

【識別番号】 100066153

【弁理士】

【氏名又は名称】 草野 卓

【選任した代理人】

【識別番号】 100100642

【弁理士】

【氏名又は名称】 稲垣 稔

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 002897

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9702599

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 適応等化方法及び適応等化器

【特許請求の範囲】

【請求項1】 デジタル受信信号及び既知信号に基づき伝送路のインパルス応答推定値を求め、そのインパルス応答推定値をメモリに記憶し、

上記受信信号及び既知信号に基づき線形フィルタのタップ係数を求め、

上記受信信号を、タップ係数を用いて上記線形フィルタによりフィルタ処理し

上記受信信号の少なくとも上記既知信号に続く情報信号の上記フィルタ処理結果と上記記憶したインパルス応答推定値から軟判定値を計算することを特徴とする適応等化方法。

【請求項2】 デジタル受信信号に対して1回目の適応等化処理により、伝送路のインパルス応答推定値と、線形フィルタのタップ係数を求めて第1軟判定値を出力し、かつインパルス応答推定値をメモリに記憶し、

上記第1軟判定値に基づき復号処理して得られた第2軟判定値から硬判定値を求め、

その硬判定値の性質を利用して上記硬判定値と、上記インパルス応答推定値と、上記更新された線形フィルタのタップ係数を用いて上記受信信号に対して2回目以降の適応等化処理を行って第1軟判定値を出力する適応等化方法。

【請求項3】 2回目以降の等化処理は、上記硬判定値を上記インパルス応答推定値により処理してレプリカ信号を得、受信信号からそのレプリカ信号を差し引き、その誤差信号を、上記更新されたタップ係数を用いて線形フィルタ処理し、その線形フィルタ処理結果と上記インパルス応答推定値から上記第1軟判定値を計算することを特徴とする請求項2記載の適応等化方法。

【請求項4】 上記1回目の適応等化処理は上記受信信号と既知信号に基づき上記インパルス応答推定値を求め、上記受信信号及び上記既知信号に基づき上記タップ係数を求め、上記受信信号を上記タップ係数を用いて上記線形フィルタ処理し、その受信信号の少なくとも上記既知信号に続く情報信号のフィルタ処理結果と上記記憶したインパルス応答推定値とから上記第1軟判定値を求めることを

特徴とする請求項 2 又は 3 記載の適応等化方法。

【請求項 5】 2 回目以降における上記線形フィルタのタップ係数の計算を、上記硬判定値と、上記記憶したインパルス応答推定値とより逆行列の補助定理を用いて行うことを特徴とする請求項 2 乃至 4 の何れかに記載の適応等化方法。

【請求項 6】 デジタル受信信号及び既知信号に基づき伝送路のインパルス応答推定値を求めるインパルス応答推定部と、

上記受信信号及び上記既知信号に基づき線形フィルタのタップ係数を求めるタップ係数計算部と、

上記タップ係数が設定され、上記受信信号を線形フィルタ処理する上記線形フィルタと、

上記インパルス応答推定値と、上記線形フィルタの処理結果とから軟判定値を計算する軟判定値計算部とを具備する適応等化器。

【請求項 7】 デジタル受信信号及び既知信号に基づき伝送路のインパルス応答推定値を求めるインパルス応答推定部と、

上記インパルス応答推定値を記憶する記憶部と、

後段の復号器からの軟判定値が入力されない状態で、上記受信信号及び上記既知信号に基づき、線形フィルタのタップ係数を計算し、上記軟判定値が入力される状態で上記記憶されているインパルス応答推定値により上記タップ係数を計算するタップ係数計算部と、

上記入力された軟判定値からその硬判定値を求める判定部と、

上記硬判定値と上記記憶されたインパルス応答推定値を入力して、その受信レプリカ信号を生成する手段と、

上記軟判定値が入力されない状態で上記受信信号を、上記軟判定値が入力される状態で上記受信信号と上記レプリカ信号の差を、上記タップ係数を用いて線形フィルタ処理する上記線形フィルタと、

上記線形フィルタの処理出力と、上記インパルス応答推定値とから軟判定値を計算する軟判定計算部と

を具備する適応等化器。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

## 【発明の属する技術分野】

この発明は、例えば移動通信におけるフェージングの影響を抑圧するために用いられる適応等化方法及び適応等化器に関する。

【0 0 0 2】

## 【従来の技術】

移動通信環境では、移動局から送信された信号は周囲の建物、樹木などの影響を受け、様々な方向からの信号が基地局に到来する。このようなマルチパス伝搬路において遅延時間差が大きい遅延波が到来することにより生じる符号間干渉の影響が、移動通信を行う上で大きな問題となる。符号間干渉による信号の波形歪みの影響を軽減する技術として伝送路の特性を推定し、その推定した特性から等化を行う等化技術がある。等化技術で用いられる等化アルゴリズムの一つとして、低 S N R において非常に良い誤り率特性を実現するターボ符号技術を応用した方式である繰返し等化がある。ターボ符号は、情報理論で存在のみが示されている通信路符号化法の限界に近い誤り率特性を、現実的な符号化・復号処理量で実現することができる。ターボ符号は、情報系列及びそれを並び替えた系列をそれぞれ符号化して送信し、受信側でそれらを交互に繰返し復号を行う。このターボ符号における畳み込み符号の符号化系列生成の過程は、マルチパス伝搬における符号間干渉発生過程と等価であるため、ターボ符号技術の復号処理を遅延波の等化処理に応用することができる。

【0 0 0 3】

図 2 に繰返し等化における送受信器の構成例を示す。送信器 1 0 では情報系列  $d(i)$  の符号化が符号化器 1 1 で行われ、その符号化出力がインタリーバ 1 2 でインタリーブされた後、変調器 1 3 で変調搬送波信号を変調し、その変調出力が送信される。受信器 2 0 では S I S O (Soft-Input Soft-Output) 等化器 2 1 により遅延波の等化が行われ、各符号化ビット  $\{b(i)\}$  が +1 である確率と -1 である確率の対数尤度比  $\Lambda_1$  (LLR : Log-Likelihood Ratio) が式 (1) により導出される。

【0 0 0 4】



【数1】

$$\begin{aligned}
 \Lambda_1[b(i)] &\doteq \log \frac{\Pr[b(i)=+1|r(t)]}{\Pr[b(i)=-1|r(t)]} \\
 &= \log \frac{p[r(t)|b(i)=+1]}{p[r(t)|b(i)=-1]} + \log \frac{\Pr[b(i)=+1]}{\Pr[b(i)=-1]} \quad (1) \\
 &= \lambda_1[b(i)] + \lambda_2[b(i)]
 \end{aligned}$$

【0005】

式(1)の第一項目の $\lambda_1[b(i)]$ はSISO等化器21によって導出された外部情報であり、式(1)の第二項目の $\lambda_2[b(i)]$ は前回の繰返し処理においてSISO復号器23において導出された符号化ビット $\{b(i)\}$ の事前LLR値を示す。外部情報である $\lambda_1[b(i)]$ はデインタリーバ22を介し、SISO復号器23における事前情報として入力され、この事前情報を用いてSISO復号器23は符号化ビット $\{b(i)\}$ の事後LLR値 $\Lambda_2$ を式(2)により導出する。

【0006】

$$\Lambda_2[b(n)] \doteq \lambda_2[b(n)] + \lambda_1[b(n)] \quad (2)$$

2回目以降の処理では、SISO復号器23によって導出された事後LLR値 $\Lambda_2$ から $\lambda_1[b(n)]$ を減算器24で減算して外部情報 $\lambda_2[b(n)]$ を求め、これはインタリーバ25を介してSISO等化器21へ伝達され、前記事前情報として用いられる。このように等化と復号の処理を繰返し行うことにより、LLR値が更新され、より確からしいLLR値が導出される。つまりデジタル受信信号を1回目の適応等化処理により第1対数尤度比を求め、その第1対数尤度比を復号処理して、第2対数尤度比を求め、その第2対数尤度比を用いて上記デジタル受信信号に対し2回目の適応等化処理を行って、第1対数尤度比を求め、その第1対数尤度比を用いて復号処理して復号結果を出力する。

【0007】

この繰返し等化においてSISO等化器・復号器において用いられるアルゴリズムは、シンボル単位で最適な復号を行うMAP(Maximum A-posteriori Probability)アルゴリズムとそれに基づくLog-MAPアルゴリズム、近似計算を

用いることによって等化・復号処理の演算量を削減したMax-Log-MAPアルゴリズムがある。またMAPアルゴリズムとは異なり、系列単位で最適な復号を行いながらビットの信頼度情報を出力するSOVA (Soft-Output Viterbi Algorithm) がある。しかし、これらのアルゴリズムを等化器の等化アルゴリズムとして用いる場合、等化器において考慮する最大遅延シンボル数に対してアルゴリズムの複雑度が指数関数的に増加してしまい、演算量は非常に多くなってしまう。例えば、変調方式としてBPSKを用いた場合、チャネルの記憶容量が10シンボル（等化器の考慮する最大遅延シンボル数を10シンボル）とすると状態数は $2^{10} = 1024$ となってしまい、これによって現実的な演算量（処理量）を超えてしまう。そこで繰返し等化で用いられる等化器の等化処理において線形等化器を用いることにより演算量を削減することができる。

## 【0008】

図3に線形等化器の構成例を示す。この等化器はサンプルされた受信信号を遅延素子（ $\tau$ 秒間隔の遅延）31の縦続接続に供給して順次 $\tau$ 秒遅れた信号を得、それらを可変重み付け回路32と加算器33とにより重み付け合成して等化を実現している。 $\tau$ としては一般的にT又はT/2が選ばれる。等化器を1つのフィルタと考え、フィルタの特性で考えると、線形等化は受信信号を判定するのに都合の良いフィルタ特性を実現することにより、等化を実現していることになる。このフィルタは基本的には伝送路歪みの逆特性を実現することになる。

## 【0009】

このような線形等化器を等化・復号処理を繰返し行う繰返し等化の等化処理に用いる場合、出力として軟判定値を導出することが必要となる。線形等化器を用いて軟判定値を導出することにより、従来の繰返し等化で用いられていたMAP、SOVA等のアルゴリズムよりも少ない演算量で繰返し等化を行う方式について以下の文献で述べられている（文献：Daryl Reynolds and Xiaodong Wang, “Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels”, <http://ee.tamu.edu/~reynolds/>を参照）。

## 【0010】

この文献ではチャネルモデルとして以下の離散時間モデルを想定し、その上で

線形等化器を適用した場合について述べられている。

$$\mathbf{r}(n) = \sum_{j=0}^{J-1} b(n-j) \mathbf{h}(n; j) + \sigma \mathbf{v}(n) \quad (3)$$

$M$ をチャネルの出力数として  $\mathbf{r}(n) = [r_0(n) \ r_1(n) \ \cdots \ r_{M-1}(n)]^T$  は各チャネルの時点 $n$ における受信サンプル値である。 $^T$ は転置行列を示す。例えば、複数のアンテナを用いる場合、 $M$ はアンテナ数に対応する。 $b(n)$ は符号化ビットを表し、 $\mathbf{v}(n) = [v_0(n) \ v_1(n) \ \cdots \ v_{M-1}(n)]^T$ は平均0の複素ベクトルであり、雑音を表す。

【0011】

$\mathbf{h}(n; j) = [h_0(n; j) \ h_1(n; j) \ \cdots \ h_{M-1}(n; j)]^T$ はチャネルのタップ重み係数を表している。また $J$ は符号間干渉 (ISI: Inter-Symbol Interference) の長さである。ここで、 $\mathbf{R}(n)$ ,  $\mathbf{V}(n)$ ,  $\mathbf{B}(n)$ ,  $\mathbf{H}(n)$ について以下のように定義する。

【0012】

【数2】

$$\mathbf{R}(n) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{r}(n+J-1) \\ \vdots \\ \mathbf{r}(n) \end{bmatrix}_{MJ \times 1} \quad \mathbf{V}(n) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{v}(n+J-1) \\ \vdots \\ \mathbf{v}(n) \end{bmatrix}_{MJ \times 1} \quad (4)$$

【0013】

$$\mathbf{B}(n) \triangleq [b(n+J-1) \ b(n+J-2) \ \cdots \ b(n) \ b(n-1) \ \cdots \ b(n-J+1)]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{H}(n) \triangleq [\mathbf{h}(n; 0) \ \cdots \ \mathbf{h}(n; J-1)] \quad (6)$$

【0014】

【数3】

$$\mathbf{H}(n) \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{H}(n) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{H}(n) & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{H}(n) \end{bmatrix} \quad (7)$$

【0015】

以上から式(3)は下記のようになる。

$$\mathbf{R}(n) = \mathbf{H}(n) \mathbf{B}(n) + \sigma \mathbf{V}(n) \quad (8)$$

次に、符号化ビット  $\{b(i)\}$  の事前 LLR 値を用いて、符号化ビットの尤度値を以下の式で定義する。

$$b'(k) = \tanh[\lambda_2 [b(k)/2], \quad n-(J-1) \leq k \leq n+(J-1) \quad (9)$$

そして、 $B'(n) \triangleq [b'(n+(J-1)) \ b'(n+(J-2)) \ \cdots \ b'(n+1) \ 0 \ b'(n-1) \ \cdots \ b'(n-(J-1))]^T$  とする。この  $B'(n)$  を用いて、受信サンプルベクトル  $R(n)$  から符号間干渉成分を引いたベクトル  $R^{\wedge}(n)$  を以下のように定義する。

【0016】

$$\begin{aligned} R^{\wedge}(n) &\triangleq R(n) - H(n) B'(n) \\ &= H(n) [B(n) - B'(n)] + \sigma V(n) \end{aligned} \quad (10)$$

この  $R^{\wedge}(n)$  を線形フィルタに適用する。

$$Z(n) \triangleq M^H(n) R^{\wedge}(n) \quad (11)$$

$H$  は共役転置行列

ここで  $M(n)$  は線形フィルタのタップ係数とする。この  $M(n)$  は符号化ビット  $B(n)$  とフィルタ出力  $Z(n)$  の平均二乗誤差を最小にするように決められる。

【0017】

$$\begin{aligned} M(n) &= \arg \min E \{ \| b(n) - M^H(n) R^{\wedge}(n) \|^2 \} \\ &= \arg \min M^H(n) E \{ R^{\wedge}(n) R^H(n) \} M(n) \\ &\quad - 2 M^H(n) E \{ b(n) R^{\wedge}(n) \} \end{aligned} \quad (12)$$

$\arg \min E \{ \ } \}$  は  $c^J$  中の全ての  $m$  についての  $\{ \}$  内が最小のもの、 $c^J$  は  $M$  が  $J$  次元のベクトルであることを表す。

式(12)の第一項目と第二項目を展開すると以下ようになる。

$$\begin{aligned} E \{ R^{\wedge}(n) R^{\wedge}(n)^H \} &= H(n) \Lambda(n) H(n)^H + \sigma^2 I \\ E \{ b(n) R^{\wedge}(n) \} &= H(n) e_J \end{aligned} \quad (13)$$

ただし、 $I$  は単位行列、 $\Lambda(n)$  は

$$\begin{aligned} \Lambda(n) &\triangleq \text{Cov} \{ B(n) - B'(n) \} \\ &= \text{diag} (1 - b'^2(n+(J-1)), \dots, 1 - b'^2(n+1), \\ &\quad 1, 1 - b'^2(n-1), \dots, 1 - b'^2(n-(J-1))) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $\text{Cov}$ は共分散行列を、 $\text{diag}$ は対角行列を表す。 $\mathbf{e}_J$ は長さ $2J-1$ のベクトルであり $J$ 番目の要素が1、それ以外の要素は0である。ここで最適なタップ係数 $\mathbf{M}(n)$ は、式(12)の右辺の勾配ベクトルを0とし、正規方程式を解くことによって以下のように与えられる。

【0018】

$$\mathbf{M}(n) = [\mathbf{H}(n) \mathbf{\Lambda}(n) \mathbf{H}^H(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}(n) \mathbf{e}_J \quad (14)$$

導出した $\mathbf{M}(n)$ を式(11)に代入し、 $\mathbf{Z}(n)$ を計算すると

$$\mathbf{Z}(n) = \mathbf{e}_J^T \mathbf{H}^H(n) [\mathbf{H}(n) \mathbf{\Lambda}(n) \mathbf{H}^H(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} [\mathbf{R}(n) - \mathbf{H}(n) \mathbf{B}(n)] \quad (15)$$

となる。ここで、 $\mathbf{H}(n)$ がフルコラムランクとなる必要があるので、少なくともアンテナ数 $M$ は2もしくはそれ以上必要となる。

【0019】

式(15)の $\mathbf{Z}(n)$ はフィルタの出力がガウス分布で近似できると仮定すると以下のように書くことができる(文献: V. Poor and S. Verdu, "Probability of Error in MMSE Multiuser Detection", IEEE Trans. Information Theory, vol. IT-43, No. 3, pp. 858-871, May 1997を参照)。

$$\mathbf{Z}(n) = \mu(n) b(n) + \eta(n) \quad (16)$$

ただし、 $\mu(n)$ は出力信号の等価振幅であり、 $\eta(n)$ は平均0、分散 $\nu^2(n)$ のガウス分布を表す。よって、 $\mu(n)$ と $\nu(n)$ は以下のように表すことができる。

【0020】

$$\begin{aligned} \mu(n) &= E\{\mathbf{Z}(n) b(n)\} \\ &= [\mathbf{H}^H(n) [\mathbf{H}(n) \mathbf{\Lambda}(n) \mathbf{H}^H(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}(n) ]_{J,J} \end{aligned} \quad (17)$$

$[ ]_{J,J}$ は行列中の $J$ 行 $J$ 列番目の要素を示す

$$\begin{aligned} \nu^2 &= \text{var}\{\mathbf{Z}(n)\} \\ &= \mu(n) - \mu^2(n) \end{aligned} \quad (18)$$

以上から、線形等化器により導出される外部情報は以下の式から導きだすことが

できる。

【0021】

【数4】

$$\lambda_1[b(n)] = \log \frac{p(z(n)|b(n)=+1)}{p(z(n)|b(n)=-1)} = \frac{4\text{Real}\{z(n)\}}{1-\mu(n)} \quad (19)$$

【0022】

しかし、この導出法では最適なタップ係数 $\mathbf{M}(n)$ を導出するためには各時点毎に以下の式で示される逆行列演算を行う必要があり、演算処理に多大な時間を要する。

$$\Phi(n) \doteq [\mathbf{H}(n) \mathbf{\Lambda}(n) \mathbf{H}^H(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \quad (20)$$

【0023】

【発明が解決しようとする課題】

線形等化器を用いた繰返し等化において従来の方法ではタップ係数を更新するために各時点毎に逆行列演算を行う必要があるために、演算処理に多大な時間を要するという問題がある。

この発明は、繰返し等化で用いられる線形等化器のタップ係数を導出するために必要な演算量を削減し、演算処理に要する時間を削減することができる適応等化方法及びその装置を提供することを目的とする。

【0024】

【課題を解決するための手段】

この第1発明は、受信信号サンプル値系列の既知信号からその伝送路のインパルス応答を推定し、また受信信号サンプル値系列から適応的に線形フィルタのタップ係数を計算し、そのタップ係数を用いて受信信号サンプル値系列を線形フィルタ処理し、その線形フィルタ処理結果と前記インパルス応答推定値とを用いて軟判定値を導出する。

この構成によれば、線形等化器を繰返し等化に用いた場合において、受信信号サンプル値系列を入力として適応的に線形フィルタのタップ係数を導出しているため、式(20)の逆行列演算を行う従来の方法と比較して演算量を削減することができる。

## 【0025】

第2発明は、等化と復号の繰返し処理を行う適応繰返し等化器において2回目以後の処理で復号器からの軟判定値をシンボル毎に2値の何れかに硬判定し、この硬判定値の性質を利用して、1回目の処理で記憶されたインパルス応答推定値より、例えばMatrix Inversion Lemma (逆行列の補助定理) を用いて線形フィルタのタップ係数を計算し、そのタップ係数を用いて符号間干渉を差し引いた受信信号  $\hat{R}(n)$  を線形フィルタ処理し、その線形フィルタ処理の結果と、上記インパルス応答推定値とを用いて軟判定値を導出する。

## 【0026】

この構成によれば、線形等化器を繰返し等化に用いた場合において2回目以降の線形フィルタのタップ係数を例えばMatrix Inversion Lemmaを用いて計算することができ、式(20)の逆行列演算を行う従来の方法と比較して演算量を削減することができる。

## 【0027】

## 【発明の実施の形態】

繰返し等化に線形等化器を用いた文献: Daryl Reynolds and Xiaodong Wang, "Low Complexity Turbo-Equalization for Diversity Channels", <http://ee.tamu.edu/~reynolds/>の方法では、式(9)の符号化ビットの事前LLR値  $\lambda_2 [b(k)]$  を用いて符号化ビットの軟判定値  $\lambda$  を導出する。1回目の等化処理においては、事前情報を持たないため、式(9)の事前LLR値  $\lambda_2 [b(k)]$  は0であるので、 $b'(n)$  は以下に示すように全て0である。

## 【0028】

$$B'(n) = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ \dots \ 0 \ 0]^T$$

よって、式(10)の  $\hat{R}(n)$  は

$$\hat{R}(n) = R(n) - H(n) B'(n) = R(n) \quad (22)$$

となり、 $\Lambda(n)$  は以下のような対角成分が全て1をとる行列となる。

$$\Lambda(n) = \text{Cov} \{ B(n) - B'(n) \} = \text{diag} \{ 1, 1, \dots, 1, \dots, 1, 1 \} \quad (23)$$

従って、式(14)による線形フィルタの最適なタップ係数  $M(n)$  は以下

の計算を行うことによって導出することができる。

【 0 0 2 9 】

$$\mathbf{M}(n) = [\mathbf{H}(n) \mathbf{H}^H(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}(n) e_J \quad (24)$$

式(24)より $\mathbf{M}(n)$ は伝送路のインパルス応答と対応する値 $\mathbf{H}(n)$ により決まる値となる。ここで、伝送速度が速い等の要因により、伝送路の時間変動が少ない場合は、つまり受信バースト波の時間が短時間であり、その間に受信信号の伝搬特性が変動しないと考えられる場合は、 $\mathbf{M}(n)$ もほぼ一定となる。従って、情報シンボル区間の処理を行う前に、予め $\mathbf{M}(n)$ を導出しておいて、その値を各情報シンボルにおける処理において用いることにより、各時点の情報シンボル毎に $\mathbf{M}(n)$ を導出する従来の方式と比べて、演算量を削減することができる。さらに式(24)のタップ係数計算においても、前記時間変動が無視できるため、適応アルゴリズムを用いることができ、これにより、 $\mathbf{M}(n)$ の導出の際に逆行列演算を行う必要がなくなるため、演算量を削減することができる。

【 0 0 3 0 】

そこで、この発明では情報シンボル区間における処理を行う前の既知信号区間、例えばトレーニング信号区間にタップ係数計算を適応アルゴリズムにより行って $\mathbf{M}(n)$ の導出を行い、得られた値を用いて情報シンボル区間における処理を行う。これにより、逆行列演算を行う必要がなくなり、かつ情報シンボルの各時点毎における $\mathbf{M}(n)$ の導出を行う必要がなくなるので、従来の方式と比較して演算量を削減することができる。

図1A、Bにこの発明の1回目と2回目以降の等化処理における機能構成例を示す。図1Aの実線は1回目の等化処理、図1Bの実線は2回目以降の等化処理を示す。つまり、図1A中の点線は現時点(1回目の等化処理)では処理を行わず、2回目以降の等化処理において必要となる部分であり、同様に図1B中の点線は現時点(2回目以降の等化処理)では処理を行わず、1回目の等化処理において必要となる部分を示している。

【 0 0 3 1 】

まず、図1Aを参照して繰返し等化における1回目の等化処理について述べる



。この場合は切替スイッチ101は既知信号、例えばトレーニング信号の入力端子102側に接続される。インパルス応答推定部100では、トレーニング信号入力端子102からの既知パターンであるトレーニング信号 $b(n)$ と、入力端子104からの受信信号サンプル値系列 $R(n)$ からトランスバーサルフィルタ103の出力 $I-I(n)$   $b(n)$ を差回路105で差し引いた差分値 $R^{\wedge}(n)$ とから計算部106で伝送路のインパルス応答 $I-I(n)$ を推定する。このインパルス応答推定計算は通常の適応等化器で行われている適応アルゴリズムにより $R^{\wedge}(n)$ が最小になるようにすればよい。トレーニング信号 $b(n)$ が終了した時点の収束したインパルス応答推定値は記憶部107に記憶する。

## 【0032】

一方線形フィルタ部110においてはその線形フィルタとしてのトランスバーサルフィルタ111に受信信号サンプル値系列 $R(n)$ が入力され、タップ係数計算部112で計算されたタップ係数により線形フィルタ処理され、その出力をトレーニング信号 $b(n)$ から差回路113で差し引き、その差をタップ係数計算部112に入力して線形フィルタのタップ係数 $M(n)$ の更新を行う。この更新計算は適応アルゴリズムを用いて行う。つまり式(12)から $\|b(n) - M^H(n) R(n)\|^2$ が最小になるように適応アルゴリズムを用いて行う。このため従来式(14)による逆行列計算を行う場合と比較してタップ係数 $M(n)$ の計算量が少なくて済む。このタップ係数 $M(n)$ の更新はトレーニング信号 $b(n)$ の終了で停止し、その時のタップ係数を保持する。

## 【0033】

トレーニング信号 $b(n)$ が終了後の受信信号、つまり情報シンボル受信信号 $R(n)$ を、トランスバーサルフィルタ111により、最終的に更新されたタップ係数 $M(n)$ を用いて線形フィルタ処理する。この線形フィルタ処理出力と最終的に得られたインパルス応答推定値 $I-I(n)$ とにより軟判定値計算部120で軟判定値 $\lambda_1[b(n)]$ を計算する。この計算は式(19)により行う。この例では図2の場合と異なり、 $\Lambda_1[b_i]$ を求めることなく、この $\lambda_1[b(n)]$ がデインタリーバ22へ供給されることになる。

## 【0034】

次に繰返し等化における2回目以降の等化処理について述べる。2回目以降の等化処理においては、1回目の処理に用いた受信信号  $\mathbf{R}(n)$  を記憶しておき、この受信信号  $\mathbf{R}(n)$  が再び入力されると共に、1回目の処理の結果に対する復号器出力である符号化ビットの軟判定値  $\lambda_2 [b(k)]$  が入力され、式(9)により尤度値  $b'(k)$  が計算される。この尤度値  $b(k)$  は、 $E_b/N_0$  (ビットエネルギー対ノイズ比) が大きい場合、ほぼ  $\pm 1$  となると考えられるのでこの実施形態では以下の近似を行う。つまり硬判定値とする。

【0035】

$$\mathbf{B}'(n) \doteq [\pm 1 \pm 1 \cdots \pm 1 \ 0 \pm 1 \cdots \pm 1 \pm 1]^T \quad (25)$$

この近似した  $b'(n)$  を用いることにより、つまり硬判定値の性質を利用することにより、

$$\Lambda(n) = \text{Cov} \{ \mathbf{B}(n) - \mathbf{B}'(n) \} = \text{diag} \{ 0, 0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0, 0 \} \quad (26)$$

となる。この場合、式(14)の線形フィルタのタップ係数  $\mathbf{M}(n)$  は以下の計算を行うことによって導出することができる。

【0036】

$$\mathbf{M}(n) = [\mathbf{h}(n) \ \mathbf{h}^T(n) + \sigma^2 \mathbf{I}]^{-1} \mathbf{H}(n) \mathbf{e}_J \quad (27)$$

ただし、 $\mathbf{h}(n)$  は  $\mathbf{h}(n) = [\mathbf{h}(n; 0) \cdots \mathbf{h}(n; J-1)]^T$  の  $J$  行1列のベクトルとなる。

この場合、式(27)の線形フィルタのタップ係数  $\mathbf{M}(n)$  の計算において Matrix Inversion Lemma (逆行列の補助定理) を用いることによって線形フィルタのタップ係数  $\mathbf{M}(n)$  の導出に要する演算量を削減することができる。尤度値  $b'(n)$  の計算を前述したように近似して硬判定値とすることによって、

$\mathbf{h}(n)$  は  $J$  行1列のベクトルとなるため、逆行列演算を行う必要がなく、従来方式と比較して演算量を大幅に削減することができる。そこで、この発明の実施形態では繰返し等化の2回目以降の等化処理において尤度値の近似、つまり硬判定値と Matrix Inversion Lemma を適用することにより線形フィルタのタップ係数を導出するタップ係数計算部での演算処理を削減することができる。

【0037】

図1Bにこの発明の2回目以降の等化処理における機能構成例を示す。切替スイッチ101は硬判定部130の出力側に接続され、前回の繰返し処理の復号器出力である符号化系列の個々のビットの軟判定値 $\lambda_2$  [b(n)]が端子131より硬判定部130に入力され、式(9)の計算がなされると共に、その計算結果は+1又は-1に近似され、つまり硬判定値b(n)として出力される。記憶部107に記憶してあるインパルス応答推定値IH(n)を用い、その硬判定値b'(n)をトランスバーサルフィルタ103でフィルタ処理する。このトランスバーサルフィルタ103の出力を受信信号サンプル値系列R(n)から、差回路105で差し引いて差分値 $\hat{R}(n)$ を導出する。

## 【0038】

2回目以降の線形フィルタのタップ係数M(n)は、1回目の線形フィルタのタップ係数の導出法とは異なり、記憶部107に記憶してあるインパルス応答推定値IH(n)のみを入力として式(27)により計算する。

この計算に先に述べた逆行列の補助定理を用いる。つまりこの定理はA、Bを(M, M)の正値行列、Cを(M, N)行列、Dを(N, N)の正値行列とし、 $A = B^{-1} + CD^{-1}C^H$ で表される場合、Aの逆行列は、

$$A^{-1} = B - BC(D + C^H B B C)^{-1} C^H B \quad (28)$$

で与えられる。式(27)中の逆行列計算の部分にこの定理を適用すると、 $h(n) h^T(n) + \sigma^2 I = B^{-1} + CD^{-1}C^H$

$$h(n) h^T(n) = CD^{-1}C^H, \quad \sigma^2 I = B^{-1}, \quad h(n) = C$$

$D^{-1} = I$ ,  $h^T(n) = C^H$ となり、これらを用いて式(28)を計算すれば式(27)中の逆行列計算が求まる。なお式(28)中にも逆行列計算 $(D + C^H B B C)^{-1}$ が含まれるが、この逆行列もスカラとなるから同様の手法により計算することができる。

## 【0039】

このタップ係数計算値M(n)で用いて差分値 $\hat{R}(n)$ をトランスバーサルフィルタ111により線形フィルタ処理し、その処理結果Z(n)と記憶部107内のインパルス応答推定値IH(n)を用いて軟判定値計算部120で、式(19)を計算して軟判定値b(n)を導出する。なお1回目の等化処理に

における線形フィルタ部 1 1 0 のタップ係数計算部 1 1 2 においても前記逆行列の補助定理を用いてタップ係数を計算してもよい。

上記の通り、この実施形態によれば、繰返し等化で用いられる線形等化器のタップ係数を導出するのに要する演算量を削減することができる。一例として線形等化器を繰返し等化に用いた場合のタップ係数を導出するための適応アルゴリズムとして、収束特性が良好な逐次最小 2 乗法 (R L S : Recursive Least Square s algorithm) を用いた場合の計算機シミュレーションにより得られた誤り率特性を図 4 に示す。

#### 【 0 0 4 0 】

図 4 において、縦軸は平均誤り率 (B E R : Bit Error Ratio ) であり、横軸は、 $E_b/N_0$  (ビットエネルギー対ノイズ比) である。変調方式は B P S K ( 2 相位相シフト) を用い、情報伝送速度は 1 2 M b p s、フェージング変動の速さを示す最大ドップラー周波数は 1 0 0 0 H z とした。また、フレーム構成は最初の 1 2 8 シンボルは既知パターンであるユニークワードとしてインパルス応答の推定を行い、その後に情報シンボルとして 1 2 8 シンボルを付加した。インパルス応答推定アルゴリズムには R L S アルゴリズムを用いた。伝搬路は等レベルの 5 波レイリーフェージング伝搬路として、受信側では 2 ブランチダイバーシチを行い、5 タップの線形フィルタを用いて繰返し等化を行うこととした。また、繰返し等化で用いられる復号処理には S O V A (Soft-Output Viterbi Algorithm) を用い、繰返し回数は 2 回とした。

#### 【 0 0 4 1 】

図 4 の A 0、A 1 は繰返し回数を 1、2 回とした時の、線形フィルタのタップ係数を各時点毎に逆行列演算を行い求めた場合の結果であり、B 0、B 1 はこの発明の前記実施形態の方法によって B 0 は適応アルゴリズムを用い、B 1 は繰返し回数 2 回の時、Matrix Inversion Lemma を用いてタップ係数を導出した結果である。この発明は、各時点毎に逆行列演算を行い求めた場合と比較して、約 0. 1 d B 程度しか劣化していなく、ほぼ同等程度であり、式 ( 2 0 ) で示される逆行列演算を行う必要がなく、繰返し等化で用いられる線形等化器のタップ係数の導出に必要な演算量を大幅に削減することができる。なお既知パターンが 1 2 8

シンボル、情報シンボルが 2 5 6 の場合、既知パターンが 1 2 8 シンボル、情報シンボルが 5 1 2 の場合も、前記例と同様であることを確認した。このことはこれらの情報シンボル長の時間の程度の短時間のバースト波（フレーム長）の場合は、伝搬路のインパルス応答の変動は無視でき、各シンボル時点毎に逆行列演算を行う場合と同程度の誤り率が得られ、しかも計算量が少なくとも済むことを示している。演算量については、アンテナ（チャネル）の数を  $M$ 、符号間干渉の長さ（線形フィルタ 1 1 1 のタップ数）を  $J$  とすると、従来の各時点毎に逆行列演算を行う場合は  $(MJ)^3$  程度であるが、前記の発明の実施形態では  $(MJ)^2$  程度となり大幅に削減できる。

## 【 0 0 4 2 】

図 1 においては、機能構成を分かりやすくするために、トランスバーサルフィルタを 1 0 3 と 1 1 1 の 2 ブロックとしているが、実際の装置は 1 つとすることもでき、また、タップ係数計算部 1 1 2 及び、インパルス応答計算部 1 0 6 においても、それぞれ別のブロック構成となっているが、トランスバーサルフィルタと同様に装置としては 1 つで機能させることもできる。

また先に述べたように、この発明の一形態は、短時間では伝送路のインパルス応答がそれ程変動していないことを利用したものであるから、受信バースト波（フレーム）の先頭のトレーニング信号、つまり既知の信号により、インパルス応答推定値  $\hat{H}(n)$  を求め、その後の処理は、そのインパルス応答推定値  $\hat{H}(n)$  を利用することに特徴があり、つまり前記その後の処理はどのように行ってもよい。

## 【 0 0 4 3 】

またこの発明の他の形態は 2 回目の処理において、復号器よりの軟判定値  $\lambda_2$   $[b(n)]$  を硬判定し、その硬判定値とその性質、つまり式 (2 5) から式 (2 6)、式 (2 7) が得られる関係を利用して、タップ係数の更新の計算量を減少できるものである。従って、1 回目の処理には必ずしも既知の信号（トレーニング信号）を使用しなくてもよく、例えば、図 1 A 中に破線で示すようにトランスバーサルフィルタ 1 0 3 の出力を識別部 1 5 0 により 2 値の何れかに識別し、その出力を、切替スイッチ 1 0 1 の出力よりの信号の代りに入力してもよい。こ

の 1 回目の処理により最終的に得られたインパルス応答推定値  $I-I(n)$  を 2 回目以降の処理に利用する。

【 0 0 4 4 】

【発明の効果】

以上述べたようにこの発明によれば、繰返し等化を行う線形等化器において、線形フィルタのタップ係数導出に伴う演算量を削減し、演算処理に要する時間を削減することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】

この発明の実施形態を示し、A は 1 回目の等化処理の機能構成図であり、B は 2 回目以降の等化処理における機能構成図である。

【図 2】

繰返し等化の送受信機構成を説明するための図。

【図 3】

線形適応等化器の構成を説明するための図。

【図 4】

この発明の効果を説明するための図。

【書類名】 図面

【図 1】

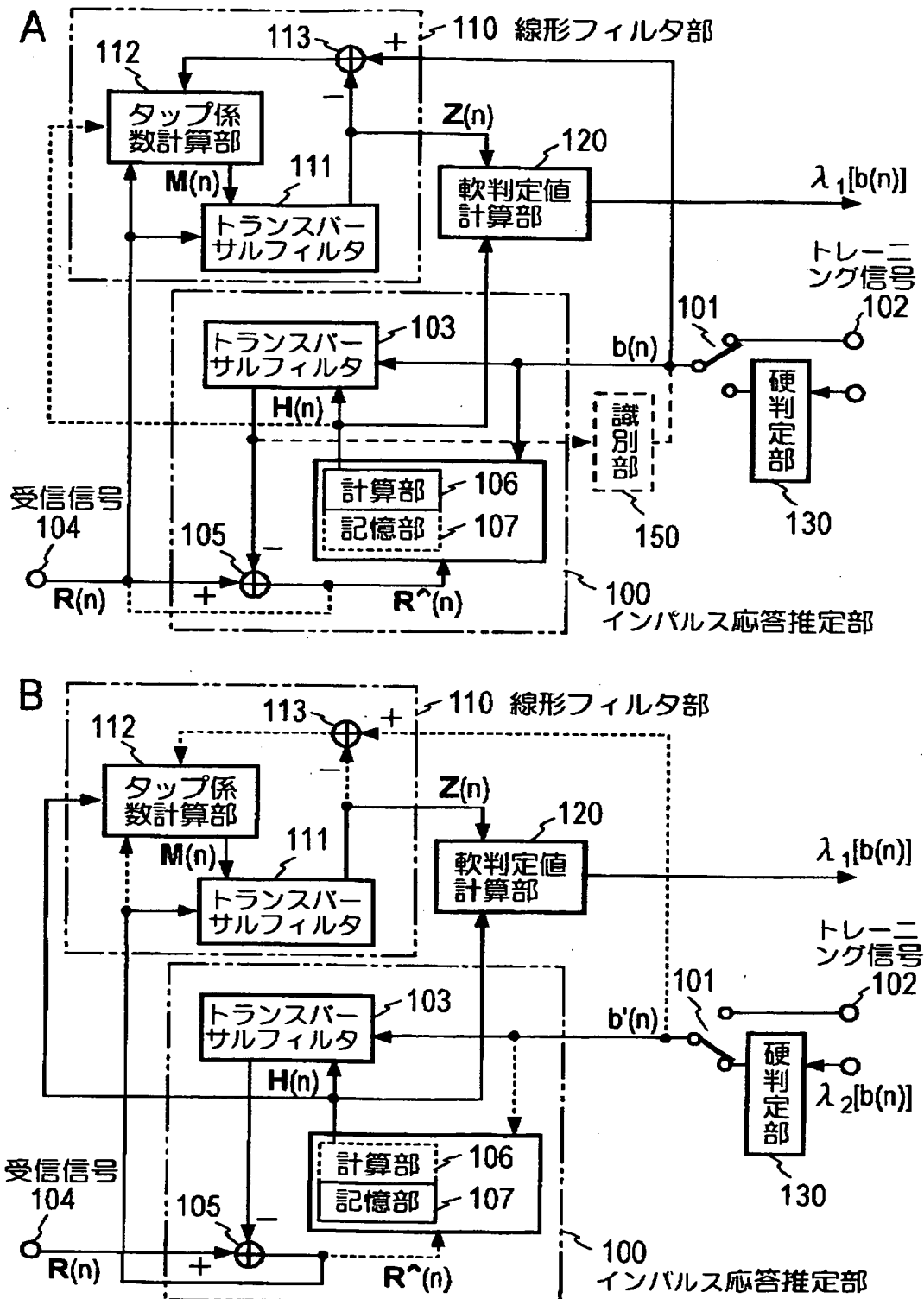


図1

【図2】

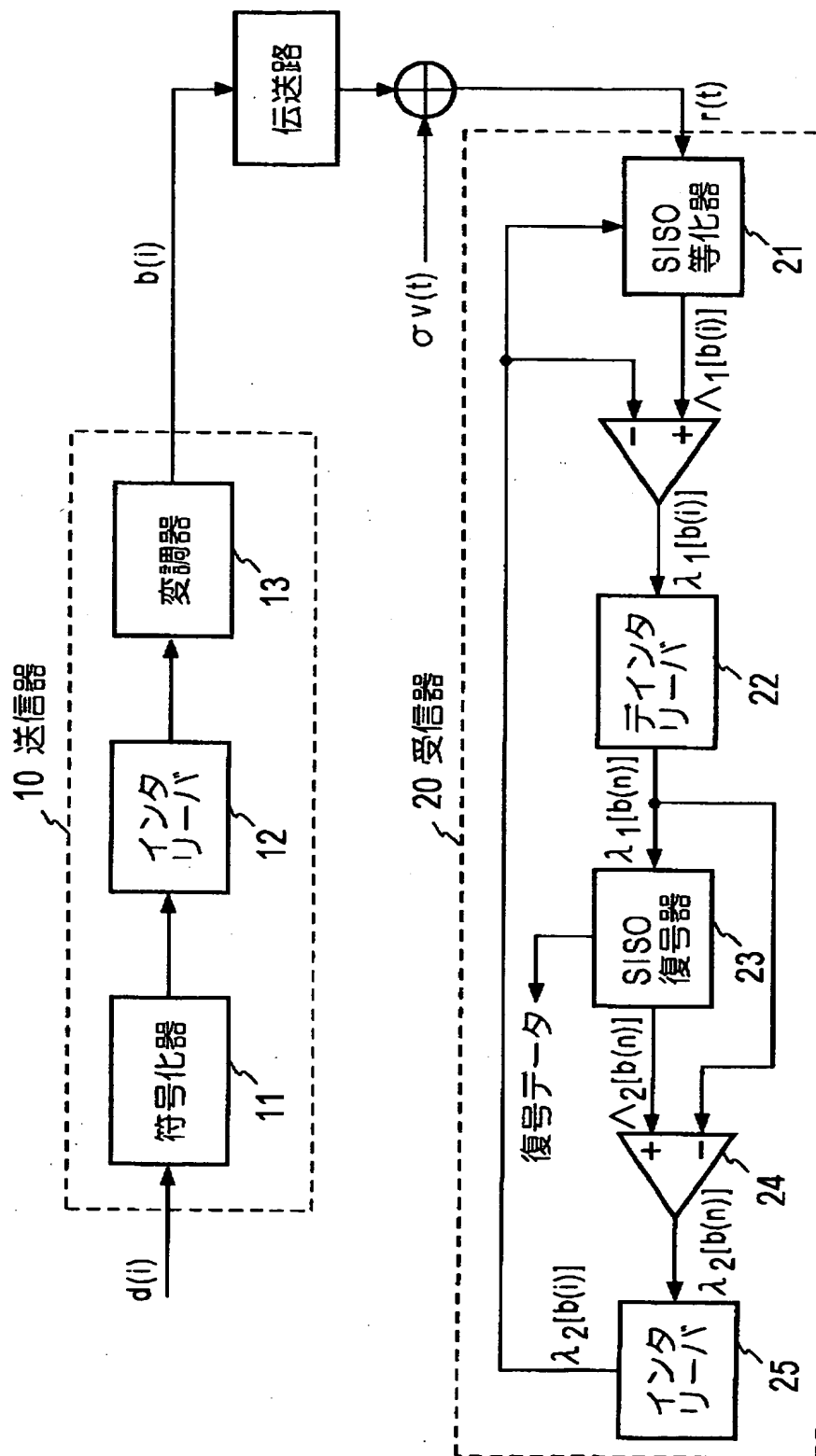


図2



【図3】

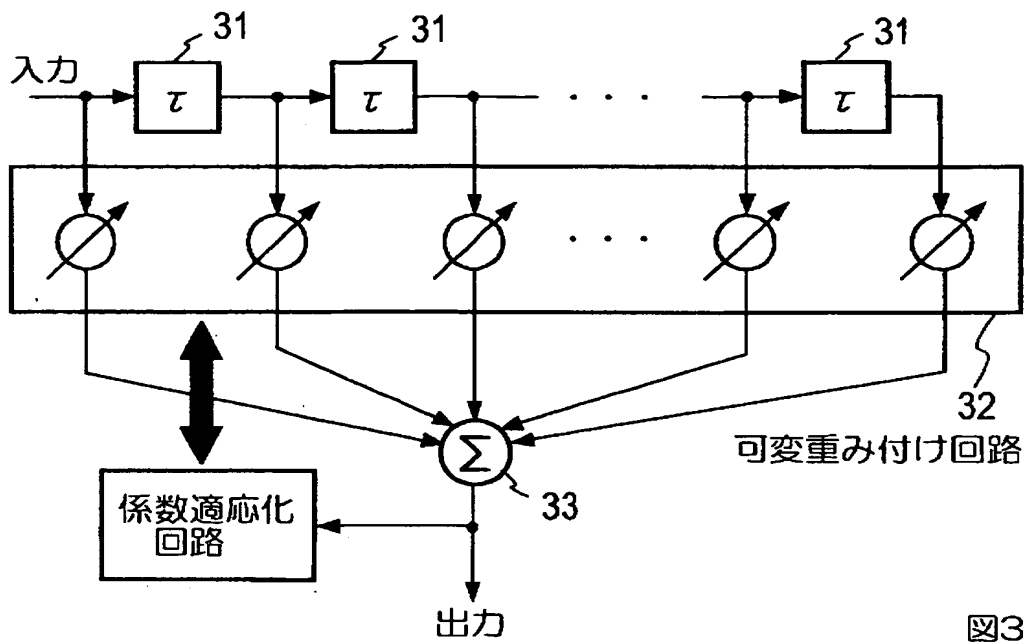


図3

【図4】

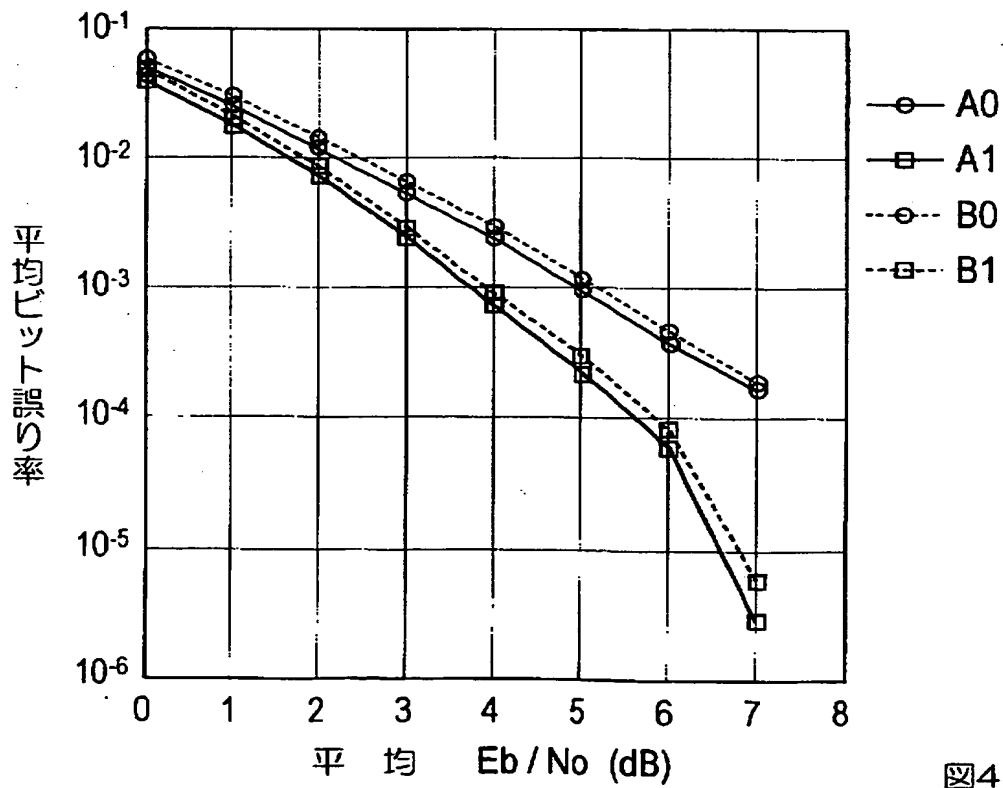


図4

【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 繰返し等化を行う線形等化器で線形フィルタのタップ係数の計算量を削減する。

【解決手段】 受信信号  $R(n)$  中のトレーニング信号受信中に伝送路のインパルス応答推定値  $HI(n)$  を求めて、かつその  $R(n)$  とトレーニング信号  $b(n)$  を用いて線形フィルタ 111 のタップ係数  $M(n)$  を適用アルゴリズムにより計算し、 $R(n)$  の情報シンボルについては、最終  $M(n)$  で  $R(n)$  を線形フィルタ処理し、その出力  $Z(n)$  と最終  $HI(n)$  により軟判定値  $\lambda_1$  を計算し、2 回目以降の処理で復号器よりの軟判定値  $\lambda_2$  を硬判定し (130)、硬判定値  $b'(n)$  により、符号間干渉を除去した受信信号  $R^{\wedge}(n)$  を求め、また前記最終  $HI(n)$  を用いて  $M(n)$  を更新し、その  $M(n)$  を用いて  $R^{\wedge}(n)$  をフィルタ処理し、その結果と、 $HI(n)$  を用いて軟判定値  $\lambda_1$  を出力する。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [392026693]

1. 変更年月日	2000年 5月19日
[変更理由]	名称変更
住 所	東京都千代田区永田町二丁目11番1号
氏 名	株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ